

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 11-252908

(43)Date of publication of application : 17.09.1999

(51)Int.Cl.

H02M 3/28
H02H 3/087
H02H 7/04
H02J 3/12
H02M 3/335

(21)Application number : 10-046435

(71)Applicant : HITACHI LTD
HITACHI TOBU SEMICONDUCTOR
LTD

(22)Date of filing : 27.02.1998

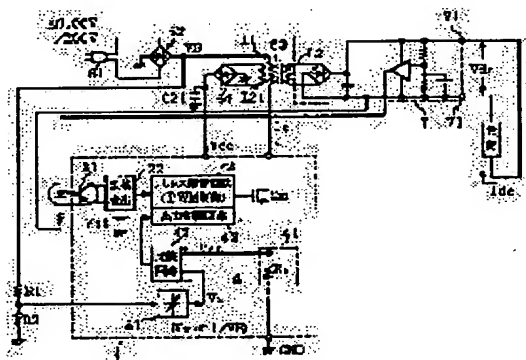
(72)Inventor : SAGA RYOHEI

(54) VOLTAGE STABILIZING DEVICE

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To fixedly hold a limit value of a current from a secondary side regardless of a level of primary side voltage by limiting a primary side current of a transformer so as to prevent it from exceeding a prescribed upper limit value, also changing the upper limit value of the primary side current in a manner such that it is almost inversely proportional to the primary side input voltage.

SOLUTION: A primary side current I_o carried in a power MOS transistor Q_m by a current detection circuit 41 of an over-current protection circuit 4 is converted into a voltage by a shunt resistor R_s , to be detected, also a comparison reference voltage V_x is variably generated by a variable voltage generating circuit 51. Whether the counted voltage exceeds the generated comparison reference voltage or not is detected by current conversion detection voltage V_{cs} from a voltage comparison circuit 42, this detected output is inputted to an output limiting circuit 43, the power MOS transistor Q_m is forcedly limited and is set to off. The comparison reference voltage V_x is changed in a manner wherein an upper limit value of a primary side current I_o of a transformer is almost inversely proportional to a primary side input voltage V_B thereof



CLAIMS

[Claim(s)]

[Claim 1] The voltage stabilizer characterized by having the adjustable setting circuit to which it is the voltage stabilizer which performs stabilization control of the output voltage obtained from secondary [the] by controlling the upstream current of a transformer, and the upper limit of the above-mentioned upstream current is changed in the form made mostly inversely proportional to the upstream input voltage while making the overcurrent protection restricted so that the above-mentioned upstream current may not exceed a predetermined upper limit perform.

[Claim 2] By carrying out adjustable [of the ON/OFF time ratio of the power element which carries out switching control of the upstream current of a transformer] It is the voltage stabilizer of a switching control method which performs stabilization control of the dc-output voltage obtained from secondary [the] through a rectifier circuit. The voltage stabilizer according to claim 1 characterized by having the adjustable setting circuit to which the upper limit of the above-mentioned upstream current is changed in the form made mostly in inverse proportion to the upstream input voltage while making the overcurrent protection restricted so that the peak value of the above-mentioned upstream current may not exceed a predetermined upper limit perform.

[Claim 3] The voltage stabilizer according to claim 1 or 2 characterized by providing the following. The current detector which changes and detects on voltage the energization current of the power element which carries out switching control of the upstream current of a transformer. The comparator circuit which detects whether the current conversion detection voltage of this detector exceeded reference voltage. The load limitation circuit which sets the above-mentioned power element as an OFF state compulsorily when this comparator circuit detects the voltage more than the above-mentioned reference voltage. The adjustable voltage generation circuit which generates the voltage which changes in the form which is mostly in inverse proportion to the upstream input voltage of the above-mentioned transformer, and is given to the above-mentioned comparator circuit as reference voltage.

[Claim 4] A voltage stabilizer given in either of the claims 1-3 which is characterized by providing the following. The current detector which changes and detects on voltage the energization current of the power element which carries out switching control of the upstream current of a transformer. A comparator circuit [voltage / current conversion detection / of this detector / reference voltage]. The switching control means which carries out the negative feedback control of the ON/OFF time ratio of the above-mentioned power element based on the comparison output of this comparator circuit. The output-feedback means which carries out adjustable control of the reference voltage of the above-mentioned comparator circuit so that the output voltage obtained from secondary [of the above-mentioned transformer] may serve as predetermined desired value, and an adjustable voltage clamp means to change the upper limit of the reference voltage in which adjustable control is carried out by this output-feedback means in the form which is mostly in inverse proportion to the upstream input voltage of the above-mentioned transformer.

DETAILED DESCRIPTION

[Detailed Description of the Invention]

[0001]

[The technical field to which invention belongs] this invention is applied to the voltage stabilizer ***** switching regulator of a voltage stabilizer and the switching control method further equipped with overcurrent protection, about effective technology, is used for constant-voltage-power-supply equipment, for example, relates to effective technology.

[0002]

[Description of the Prior Art] In the voltage stabilizer (regulator) which constitutes constant-voltage-power-supply equipment, a supply voltage inverter (DC-DC converter), etc. for electronic equipment Usually, in order to protect the external device and external circuit which receive the supply voltage supply from the power element in the voltage stabilizer, and its equipment The overcurrent-protection circuit which restricts the output current which changes according to the state of a load etc. to below fixed is prepared (for example, refer to CQ publishing company publication "transistor technical January, 1998 issue" 300,301 page).

[0003] Although stabilization control of the output voltage obtained from secondary [the] by carrying out switching control of the upstream current of a transformer is made to perform in the constant-voltage-power-supply equipment or the DC-DC converter of a switching control method, in such a voltage stabilizer, the overcurrent protection which restricts the above-mentioned upstream current to below fixed is also performed. The load connected to secondary [which control the upstream current of a transformer / the power element and secondary] by this can be protected from an overcurrent, respectively.

[0004]

[Problem(s) to be Solved by the Invention] However, it was shown clearly by this invention persons for there to be the following problems in the technology mentioned above.

[0005] Even if it can restrict upstream current to below fixed, it may be able to stop namely, being able to restrict secondary current to below fixed in the overcurrent protection which restricts secondary current by restricting the upstream current of a transformer, when the upstream voltage of the transformer changes a lot. Because, the power generated in the secondary winding of a transformer is proportional to the power supplied to a primary winding. Therefore, even if it restricts the current of a primary winding uniformly, the current which can be taken out from a secondary winding increases in proportion to the applied voltage of a primary winding.

[0006] For this reason, it will be the requisite to say [that the secondary overcurrent protection by primary-current limit of a transformer has the fixed input voltage impressed to the primary winding of the transformer]. It is because secondary limit current is fluctuated according to upstream voltage even if it restricts upstream current to below fixed, when the upstream voltage of a transformer changes.

[0007] In constant-voltage-power-supply equipment etc., it is necessary to take into consideration not only the cure against protection of the power element which controls upstream current but the safety practice of a load (device) to which secondary current is supplied. For example, if the supply current to the load is restricted to below fixed even when obstacles, such as a short circuit and incorrect connection, arise in a load side, the damage by the side of the load by the obstacle can be suppressed to the minimum. The so-called failsafe can be performed.

[0008] However, in the voltage stabilizer mentioned above, the secondary current-limiting value increased according to the primary voltage of a transformer, and when this measured a safety practice (file safe), it had become big trouble.

[0009] By controlling the upstream current of a transformer, the purpose of this invention is in the voltage stabilizer to which stabilization control of the output voltage obtained from secondary [the] is made to perform, and is to offer the technology of enabling it to keep constant the limiting value of the current which can be taken out from secondary, without being concerned with the height of upstream voltage.

[0010] The other purposes and features will become clear from description and the accompanying drawing of this specification at the aforementioned row of this invention.

[0011]

[Means for Solving the Problem] It will be as follows if the outline of a typical thing is briefly explained among invention indicated in this application.

[0012] That is, it is the voltage stabilizer which performs stabilization control of the output voltage obtained from secondary [the] by controlling the upstream current of a transformer, and while making the overcurrent protection restricted so that the above-mentioned upstream current may not exceed a predetermined upper limit perform, the upper limit of the above-mentioned upstream current is changed in the form made mostly inversely proportional to the upstream input voltage.

[0013] According to the means mentioned above, even if the input voltage impressed to the upstream of a transformer changes, when the limiting value of upstream current changes in the form which is mostly inversely proportional to the change, the limiting value of the power generated in secondary can be kept almost constant.

[0014] The purpose of enabling it to keep constant the limiting value of the current which can be taken out from secondary by this, without being concerned with the height of upstream voltage is attained.

[0015]

[Embodiments of the Invention] Hereafter, the suitable embodiment of this invention is explained, referring to a drawing.

[0016] Drawing 1 shows the 1st embodiment of the voltage stabilizer to which the technology of this invention was applied.

[0017] The example of application shown in this drawing is the constant-voltage-power-supply circuit of a switching control method, is constituted by the semiconductor-integrated-circuit-ized main circuit section 1, the AC plug socket 61, a full wave rectifier 62, a transformer 63, the dc-output circuit 7, etc., and generates the DC power supply of fixed voltage from the commercial alternating current power supply of AC100V or AC200V.

[0018] In this drawing, the ac-input voltage (AC100 V/AC200V) incorporated from the AC plug socket 61 is rectified by direct current voltage VB by the full wave rectifier 62. This direct current voltage VB is impressed to the primary winding L1 of a transformer 63.

[0019] The main circuit section 1 carries out stabilization control of the voltage taken out from the secondary-winding L2 side by carrying out switching control of the current (upstream current) I_o which flows to the primary winding L1 of a transformer 63.

[0020] the secondary voltage which generates the dc-output circuit 7 in the secondary winding L2 of a transformer 63 -- rectification -- and smooth is carried out and it derives for the dc-output terminals 71 and 71 The direct-current regulated output voltage from which V_{dc} is taken out by the output terminals 71 and 71, and I_{dc} are dc-output current which flows from the output terminal 71 to a load side.

[0021] Here, the main circuit section 1 has MOS transistor Q_m as a power element which carries out switching control of the upstream current I_o of the above-mentioned transformer 63, the pulse driver circuit 2 which carries out ON/OFF drive of this power MOS transistor Q_m by the pulse signal, the overcurrent-protection circuit 4 which restricts the above-mentioned upstream current I_o . The interior-action power supply V_{cc} of this main circuit section 1 is generated by rectification and carrying out smooth by the rectifier 64 and the capacitor C21 in the secondary voltage taken out from the auxiliary secondary winding L21 of a transformer 63.

[0022] A pulse driver circuit 2 performs stabilization control of the dc-output voltage V_{dc} by carrying out adjustable [of the ON/OFF time ratio (duty)] while it has a PWM (PDM) control function and carries out ON/OFF drive of power MOS transistor Q_m a fixed period. This stabilization control leads the dc-output voltage V_{dc} of the dc-output circuit 7 to the error detector 22 through a photo coupler 21, and is performed by detecting and amplifying the error over the predetermined target programmed voltage V_{st} by this error detector 22, and making it feed back to the above-mentioned pulse driver circuit 2. A pulse driver circuit 2 carries out adjustable control of the ON/OFF time ratio of power MOS transistor Q_m towards [so that the

error detected by the above-mentioned error detector 22 may be made into the minimum].

[0023] An overcurrent-protection circuit 4 is formed of the current detector 41 which changes and detects on voltage the upstream current I_o which power MOS transistor Q_m energizes by the shunt resistance R_s , the adjustable voltage generation circuit 51 which carries out adjustable generation of the comparison reference voltage V_x , the voltage comparator circuit 42 which detect whether the above-mentioned current conversion detection voltage V_{cs} exceeded the above-mentioned comparison reference voltage V_x , and the load-limitation circuit 43 carry out an OFF setup compulsorily in above-mentioned power MOS transistor Q_m by the detection output of this voltage comparator circuit 42.

[0024] The adjustable voltage generation circuit 51 is a circuit constituted so that the voltage (V_x) which changes from the upstream input voltage V_B of the above-mentioned transformer 63 almost in inverse proportion to voltage $k \cdot V_B$ (division ratio according [k] to R_1 and R_2) given through the partial pressure resistance R_1 and R_2 might be generated, and the voltage by which adjustable generation is carried out in this circuit 51 is given to the above-mentioned comparator circuit 42 as comparison criteria suppression V_x .

[0025] Although the voltage V_x in inverse proportion to input voltage $k \cdot V_B$ is generable using an analog division circuit, as shown in drawing 2 , it is also generable in approximation using the non-linear characteristic (nonlinearity) of a transistor amplifying circuit.

[0026] Drawing 2 shows the example of composition of the above-mentioned adjustable voltage generation circuit 51, and its property.

[0027] The adjustable voltage generation circuit 51 shown in (A) of this drawing is constituted by MOS transistor Q_{n1} , resistance R_3 – R_6 , and the operational amplifier 511.

[0028] MOS transistor Q_{n1} and resistance R_3 and R_4 form a grounded-source type voltage amplification circuit, and carry out reversal amplification of the input voltage $k \cdot V_B$ pressured partially by resistance R_1 and R_2 . After gain adjustment of this reversal amplification output is carried out by resistance R_5 and R_6 , by the operational amplifier 511, buffer amplification is carried out, it is outputted, and this buffer output voltage is used as the above-mentioned comparison reference voltage V_x .

[0029] Although the perfect linear characteristic (linearity) which becomes fixed [every operating point (bias point)], the rate of change of voltage amplification, i.e., the rate, of the output voltage to input voltage, in the grounded-source type voltage amplification circuit of the general use used for an audio amplifier etc. here is made into the ideal, the property acquired actually serves as the ideal, and differ, and the non-linear characteristic from which the rate of voltage amplification changes with the operating points a lot is presented.

[0030] It is made to generate in approximation the voltage V_x which is mostly in inverse proportion to input voltage $k \cdot V_B$ by using the non-linear characteristic positively, in the circuit of this drawing (A), as shown in (B) of this drawing.

[0031] Next, operation is explained.

[0032] In drawing 1 and drawing 2 , the current I_{dc} which can be taken out from the voltage-output terminals 71 and 71 of the dc-output circuit 7 is restricted by the upper limit of the upstream current I_o of a transformer 63. This upper limit is set up with the above-mentioned comparison reference voltage V_x . And to the upstream input voltage V_B of a transformer 63, this comparison reference voltage V_x is mostly in inverse proportion, and is changed. For example, when the upstream input voltage V_B of a transformer 63 rises to double precision, the above-mentioned comparison reference voltage V_x decreases to one half, and on the contrary, when V_B decreases to one half, V_x goes up to double precision.

[0033] Even if the input voltage V_B impressed to the upstream of a transformer 63 changes by this, the limiting value of upstream current I_o changes in the form which is mostly inversely proportional to the change, and the limiting value of the power generated in secondary comes to be maintained at simultaneously regularity. Therefore, it can be kept constant, without being concerned with the height of the upstream voltage V_B , carrying out stabilization control of the dc-output voltage V_{dc} obtained from secondary [the] through the dc-output circuit 7 at fixed desired value, the limiting value, i.e., the protection programmed-current value, of current which can be taken out from the dc-output terminals 71 and 71.

[0034] Drawing 3 shows the 2nd embodiment of the voltage stabilizer to which the technology of this invention was applied. Although the example of application shown in this drawing is constant-voltage-power-supply equipment of a switching control method and the fundamental composition is the same as that of what was shown in drawing 1 almost, the pulse driver circuit 2 which carries out ON/OFF drive of power MOS transistor Q_m by the pulse signal P_g , and the overcurrent-protection circuit 4 which restricts the upstream current I_o of a transformer 63 are unified. That is, it is made to make adjustable control of ON/OFF time ratio (duty) of power MOS transistor Q_m perform both operation which carries out stabilization control of the dc-output voltage V_{dc} at fixed target voltage (V_{st}), and operation which restricts the upper limit of upstream current I_o .

[0035] In this drawing, the reference voltage generation circuit which generates the reference voltage V_{ref} in the main circuit section 1 from the main circuit section by which 1 was semiconductor-integrated-circuit-ized, and the supply voltage V_{cc} of operation by which 11 is supplied to the main circuit section 1, and 12 are low-battery detectors to which the forced outage of the operation of the main circuit section 1 is carried out, when the above-mentioned supply voltage V_{cc} of operation turns into below the minimum operating voltage of the main circuit section 1.

[0036] The current detector which the pulse oscillator circuit to which 201 generates the pulse signal (clock signal) P_s of a fixed period in the main circuit section 1, the error detection amplifier with which 202 detects the error between the dc-output voltage V_{dc} and target voltage (V_{st}), and 203 transform into voltage the upstream current I_o on which a buffer amplifier energizes RS (set-reset) type flip-flop and 205, and power MOS transistor Q_m energizes 41, and a voltage comparator circuit and 204 detect, and 52 are adjustable voltage clamping circuits.

[0037] The error detection amplifier 202 detects and amplifies the error of the dc-output voltage V_{dc} fed back through a photo coupler 21 from the dc-output circuit 7, and the predetermined target programmed voltage V_{st} . This detection output voltage is inputted into the voltage comparator circuit 203 as comparison reference voltage V_e through the partial pressure circuit by resistance R_7 and R_8 .

[0038] The voltage comparator circuit 203 detects whether the current conversion detection voltage V_{cs} from the current detector 41 exceeded the above-mentioned comparison reference voltage V_e , and resets RS flip flop 204 with this detection output P_r .

[0039] RS flip flop 204 is reset by the detection output P_r of the above-mentioned voltage comparator circuit 203 while it is periodically set by the pulse signal P_s of a fixed period (S) (R). The set output (Q) of this RS flip flop 204 is impressed to the gate of power MOS transistor Q_m through a buffer amplifier 205.

[0040] The adjustable voltage clamping circuit 52 changes the clamp voltage V_x almost in inverse proportion to the upstream input voltage V_B of a transformer 63 while clamping the upper limit of the comparison reference voltage V_e inputted into the voltage comparator circuit 203 on the predetermined voltage V_x (limit).

[0041] Drawing 4 shows the example of composition of the above-mentioned voltage clamping circuit 52, and its property.

[0042] Like the adjustable voltage generation circuit 51 shown in drawing 2, as the voltage clamping circuit 52 shown in (A) of this drawing made the inverse proportion characteristic curve realize in approximation using the non-linear characteristic of a grounded-source type amplifying circuit, it was constituted by MOS transistor Q_{n1} , resistance R_3 - R_6 , the operational amplifier 521, and MOS transistor Q_{n2} for current absorption, and it has realized variable characteristics as shown in (B) of this drawing.

[0043] Drawing 5 shows the wave chart of operation in the important section of the circuit shown in drawing 3 and drawing 4. First, (A) of this drawing shows switching regulator operation which carries out stabilization control of the dc-output voltage V_{dc} at predetermined target voltage (V_{st}).

[0044] In drawing 5 (A), ON/OFF drive is carried out by the pulse signal P_g generated by the set/reset of RS flip flop 204, and power MOS transistor Q_m carries out switching control of the upstream current I_o . Although periodically set by the pulse signal P_s of a fixed period, RS flip flop

204 is reset whenever the detection voltage V_{cs} of the upstream current I_o energized by power MOS transistor Q_m reaches the comparison reference voltage V_e .

[0045] As this comparison reference voltage V_e was mentioned above, from target voltage (V_{st}), it is the voltage generated based on the error between the dc-output voltage V_{dc} and target voltage (V_{st}), and a low case falls, and the dc-output voltage V_{dc} rises, when opposite. Thereby, feedback control of the comparison reference voltage V_e is carried out to a value from which the error between the dc-output voltage V_{dc} and target voltage (V_{st}) serves as the minimum, and in connection with this, feedback control of the set / reset-time ratio of RS flip flop 204, i.e., the ON/OFF time ratio of power MOS transistor Q_m , is carried out so that the above-mentioned error may serve as the minimum. That is, feedback (negative feedback) control of the ON/OFF time ratio of power MOS transistor Q_m is carried out so that the dc-output voltage V_{dc} may turn into predetermined target voltage (V_{st}).

[0046] The above-mentioned comparison reference voltage V_e is restricted to the clamp voltage V_x of the adjustable voltage clamping circuit 52, as the upper limit is shown in (B) of this drawing by feedback operation which maintains the dc-output voltage V_{dc} on predetermined target voltage (V_{st}), although it fluctuates according to the state of a load. Thereby, the peak value of upstream current I_o is restricted to below the upper limit defined by the clamp voltage V_x . Thus, by restricting the upper limit of upstream current I_o , the overcurrent protection which prevents that the dc-output current I_{dc} more than fixed flows is performed.

[0047] Furthermore, if the upstream input voltage V_B of a transformer 63 rises, as shown in (C) of this drawing, when the above-mentioned clamp voltage V_e falls in the form in inverse proportion to elevation of the upstream input voltage V_B , the upper limit of upstream current I_o will be reduced in inverse proportion to the upstream input voltage V_B . Thereby, it cannot be concerned with change of the upstream input voltage V_B , but the limiting value of dc-output current I_{dc} can be kept constant.

[0048] As mentioned above, by controlling the upstream current (I_o) of a transformer (63) by the invention in this application While making the overcurrent protection which is the voltage stabilizer which performs stabilization control of the output voltage (V_{dc}) obtained from secondary [the], and is restricted so that the above-mentioned upstream current (I_o) may not exceed a predetermined upper limit perform By having had the adjustable setting circuit (51 52) to which the upper limit of the above-mentioned upstream current (I_o) is changed in the form made mostly inversely proportional to the upstream input voltage (V_B), the limiting value of the output current (I_{dc}) can be kept constant, without being concerned with the height of upstream voltage (V_B).

[0049] Moreover, by carrying out adjustable [of the ON/OFF time ratio of the power element (Q_m) which carries out switching control of the upstream current (I_o) of a transformer (63)] If it is the voltage stabilizer of a switching control method which performs stabilization control of the dc-output voltage (V_{dc}) obtained from secondary [the] through a rectifier circuit While making the overcurrent protection restricted so that the peak value of the above-mentioned upstream current (I_o) may not exceed a predetermined upper limit perform By having had the adjustable setting circuit (51 52) to which the upper limit of the above-mentioned upstream current (I_o) is changed in the form made mostly in inverse proportion to the upstream input voltage (V_B) Overcurrent-protection operation which keeps constant the limiting value of dc-output current (I_{dc}) with stabilization operation of the dc-output voltage (V_{dc}) by upstream current switching control (I_o), without being concerned with the height of upstream voltage (V_B) can be made to perform.

[0050] The current detector which changes and detects the energization current (I_o) of the power element (Q_m) which carries out switching control of the upstream current (I_o) of a transformer (63) on voltage (V_{cs}) (41), The comparator circuit which detects whether the current conversion detection voltage (V_{cs}) of this detector (41) exceeded reference voltage (V_x) (42), The load limitation circuit which sets the above-mentioned power element (Q_m) as an OFF state compulsorily when this comparator circuit (42) detects the voltage more than the above-mentioned reference voltage (V_x) (43), By having had the adjustable voltage generation circuit (51) which generates the voltage which changes in the form which is mostly in inverse proportion

to the upstream input voltage (VB) of the above-mentioned transformer (63), and is given to the above-mentioned comparator circuit (42) as reference voltage (Vx) Dc-output current (Idc) in case the above-mentioned power element (Qm) is compulsorily set as an OFF state can be kept constant, without being concerned with the height of upstream voltage (VB).

[0051] The current detector which changes and detects on voltage the energization current (Io) of the power element (Qm) which carries out switching control of the upstream current (Io) of a transformer (63) (41), A comparator circuit [voltage / current conversion detection / (Vcs) / of this detector / reference voltage (Ve)] (203), The switching control means which carries out the negative feedback control of the ON/OFF time ratio of the above-mentioned power element (Qm) based on the comparison output (Pr) of this comparator circuit (203) (2), The output-feedback means which carries out adjustable control of the reference voltage (Ve) of the above-mentioned comparator circuit (203) so that the output voltage (Vdc) obtained from secondary [of the above-mentioned transformer (63)] may serve as predetermined desired value (21,202), By having had an adjustable voltage clamp means (52) to change the upper limit (Vx) of the reference voltage (Ve) in which adjustable control is carried out by this output-feedback means (21,202) in the form which is mostly in inverse proportion to the upstream input voltage (VB) of the above-mentioned transformer (63) Operation which carries out stabilization control of the dc-output voltage (Vdc) at fixed target voltage (Vst), and operation which restricts the upper limit of upstream current (Io) both While being able to make adjustable control of ON/OFF time ratio (duty) of power MOS transistor Qm perform, the limiting value of the dc-output current (Idc) by the overcurrent protection can be kept constant, without being concerned with the height of upstream voltage (VB).

[0052] As mentioned above, although invention made by this invention person was concretely explained based on the embodiment, it cannot be overemphasized by this invention that it can change variously in the range which is not limited to the above-mentioned embodiment and does not deviate from the summary. For example, the composition which uses a bipolar transistor as a power element is also possible.

[0053] Although the above explanation explained the case where invention made by this invention person was mainly applied to the constant-voltage-power-supply equipment which is a field of the invention used as the background, it is not limited to it and can apply also to the power circuit which carries out the constant voltage drive of a motor, the heater, etc.

[0054]

[Effect of the Invention] It will be as follows if the effect acquired by the typical thing among invention indicated in this application is explained briefly.

[0055] That is, by controlling the upstream current of a transformer, it is in the voltage stabilizer to which stabilization control of the output voltage obtained from secondary [the] is made to perform, and the effect that it can make it possible to keep constant the limiting value of the current which can be taken out from secondary, without being concerned with the height of upstream voltage is acquired.

DESCRIPTION OF DRAWINGS

[Brief Description of the Drawings]

[Drawing 1] The circuit diagram showing the 1st embodiment of the voltage stabilizer to which the technology of this invention was applied

[Drawing 2] The circuit diagram showing the example of composition of the adjustable voltage generation circuit used with the equipment of drawing 1 , and its property

[Drawing 3] The circuit diagram showing the 2nd embodiment of the voltage stabilizer to which the technology of this invention was applied

[Drawing 4] The circuit diagram showing the example of composition of the voltage clamping circuit used with the equipment of drawing 3 , and its property

[Drawing 5] The wave chart of operation in the important section of the circuit shown in drawing 3

[Description of Notations]

1 Semiconductor-Integrated-Circuit-Ized Main Circuit Section

11 Reference Voltage Generation Circuit

12 Low-Battery Detector

2 Pulse Driver Circuit

201 Pulse Oscillator Circuit

202 Error Detection Amplifier

203 Voltage Comparator Circuit

204 RS (Set-reset) Type Flip-flop

205 Buffer Amplifier

4 Overcurrent-Protection Circuit

41 Current Detector

52 Adjustable Voltage Clamping Circuit

61 AC Plug Socket

62 Full Wave Rectifier

63 Transformer

64 Rectifier

7 Dc-Output Circuit

71 Direct-Current Force Terminal

VB Upstream input voltage

Io Upstream current

Qm Power MOS transistor

Vdc Direct-current regulated output voltage

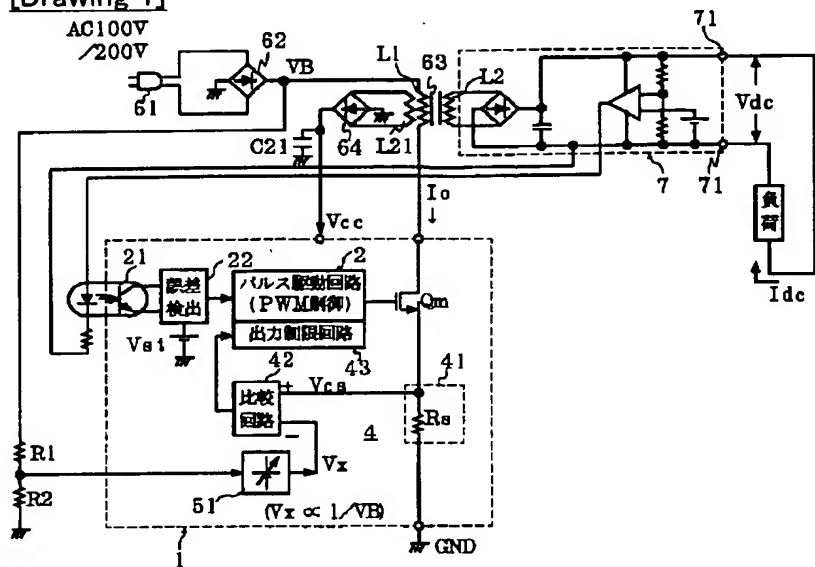
Idc Dc-output current

Ve Comparison reference voltage (error detection voltage)

Vcc Supply voltage of the main circuit section 1 of operation

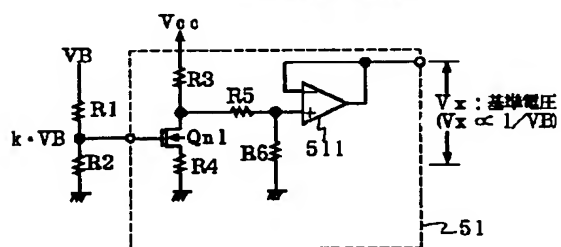
DRAWINGS

[Drawing 1]

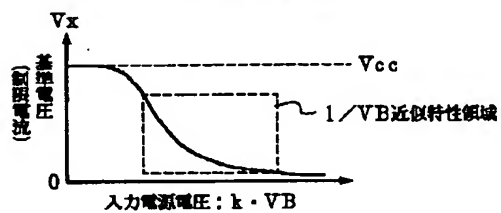


[Drawing 2]

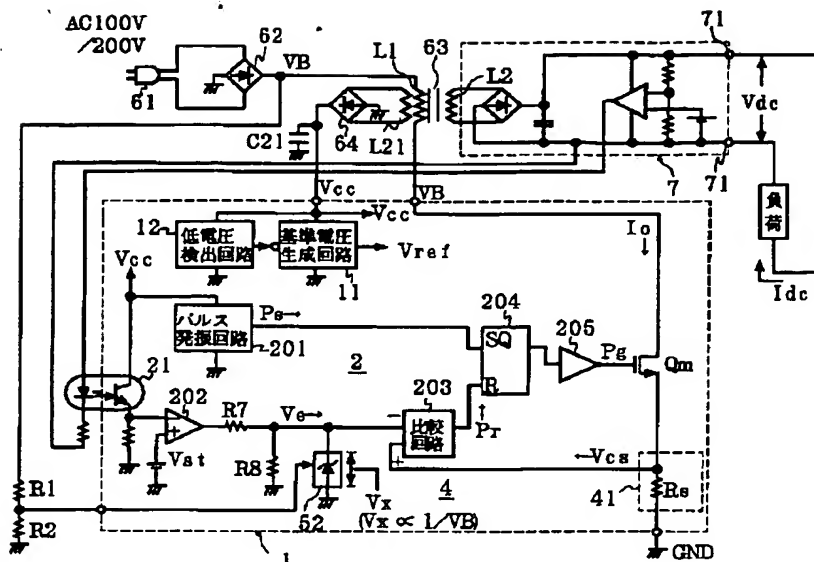
(A) 可変電圧生成回路



(B) 可変電圧生成特性

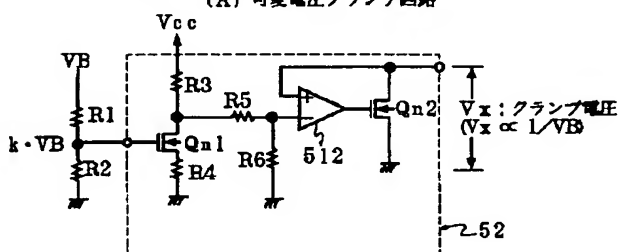


[Drawing 3]

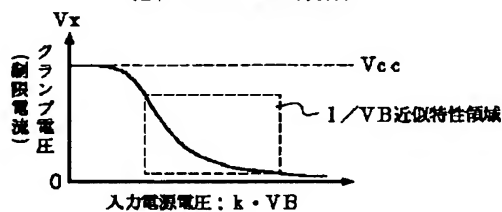


[Drawing 4]

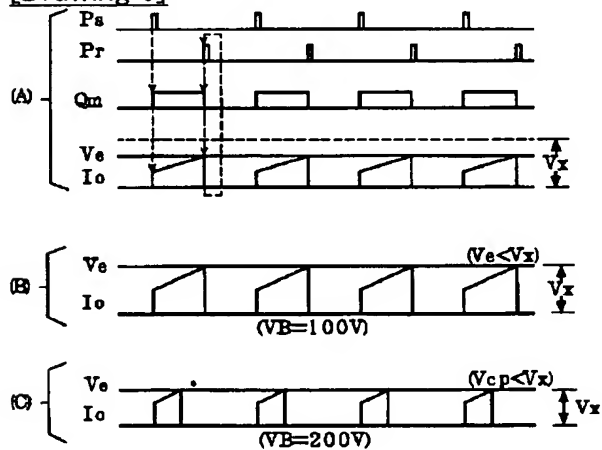
(A) 可変電圧クランプ回路



(B) クランプ電圧可変特性



[Drawing 5]



(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平11-252908

(43)公開日 平成11年(1999)9月17日

(51)Int.Cl. ^a	識別記号	F I .	
H 0 2 M 3/28		H 0 2 M 3/28	C K
H 0 2 H 3/087		H 0 2 H 3/087	
7/04		7/04	B
H 0 2 J 3/12		H 0 2 J 3/12	
審査請求 未請求 請求項の数 4 O L (全 7 頁) 最終頁に続く			

(21)出願番号 特願平10-46435

(22)出願日 平成10年(1998)2月27日

(71) 出題人 000005108

株式会社日立製作所

東京都千代田区神田駿河台四丁目6番地

(71)出願人 000233527

日立東部セミコンダクタ株式会社

埼玉県入間郡毛呂山町大字旭台15番地

(72) 発明者 嵯峨 良平

埼玉県入間郡毛呂山町大字旭台15番地 目

立東部セミコンダクタ株式会社内

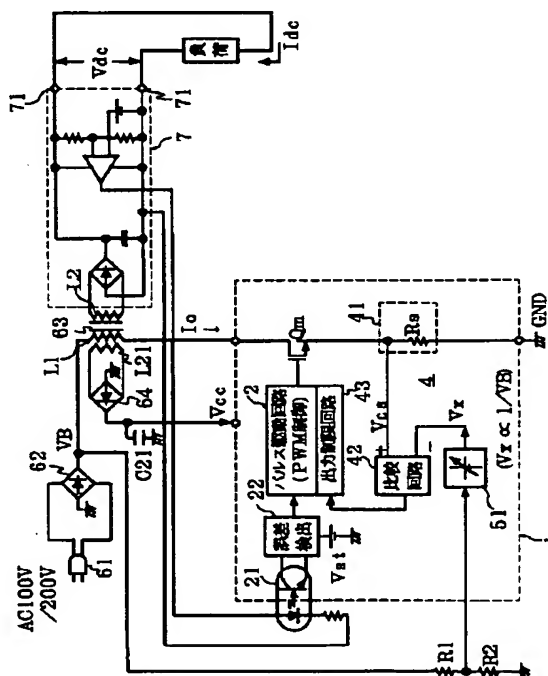
(74)代理人 弁理士 大日方 富雄

(54) 【発明の名称】 電圧安定化装置

(57) 【要約】

【課題】 トランスの一次側電流を制御することにより、その二次側から得られる出力電圧の安定化制御を行わせる電圧安定化装置にあって、二次側から取り出し得る電流の制限値を一次側電圧の高低に関わらずに一定に保つ。

【解決手段】 一次側電流が所定の上限值を超えないように制限する過電流保護を行わせるとともに、上記一次側電流の上限值をその一次側入力電圧にほぼ逆比例させる形で変化させるようにした。



【特許請求の範囲】

【請求項１】 トランスの一次側電流を制御することにより、その二次側から得られる出力電圧の安定化制御を行う電圧安定化装置であって、上記一次側電流が所定の上限値を超えないように制限する過電流保護を行わせるとともに、上記一次側電流の上限値をその一次側入力電圧にほぼ逆比例させる形で変化させる可変設定回路を備えたことを特徴とする電圧安定化装置。

【請求項２】 トランスの一次側電流をスイッチング制御するパワー素子のオン／オフ時間比を可変することにより、その二次側から整流回路を介して得られる直流出力電圧の安定化制御を行うスイッチング制御方式の電圧安定化装置であって、上記一次側電流のピーク値が所定の上限値を超えないように制限する過電流保護を行わせるとともに、上記一次側電流の上限値をその一次側入力電圧にほぼ反比例させる形で変化させる可変設定回路を備えたことを特徴とする請求項１に記載の電圧安定化装置。

【請求項３】 トランスの一次側電流をスイッチング制御するパワー素子の通電電流を電圧に変換して検出する電流検出回路と、この検出回路の電流変換検出電圧が基準電圧を越えたか否かを検出する比較回路と、この比較回路が上記基準電圧以上の電圧を検出したときに上記パワー素子を強制的にオフ状態に設定する出力制限回路と、上記トランスの一次側入力電圧にほぼ反比例する形で変化する電圧を生成して上記比較回路に基準電圧として与える可変電圧生成回路とを備えたことを特徴とする請求項１または２に記載の電圧安定化装置。

【請求項４】 トランスの一次側電流をスイッチング制御するパワー素子の通電電流を電圧に変換して検出する電流検出回路と、この検出回路の電流変換検出電圧を基準電圧と比較する比較回路と、この比較回路の比較出力に基づいて上記パワー素子のオン／オフ時間比を負帰還制御するスイッチング制御手段と、上記トランスの二次側から得られる出力電圧が所定の目標値となるように上記比較回路の基準電圧を可変制御する出力フィードバック手段と、この出力フィードバック手段により可変制御される基準電圧の上限を上記トランスの一次側入力電圧にほぼ反比例する形で変化させる可変電圧クランプ手段とを備えたことを特徴とする請求項１から３のいずれかに記載の電圧安定化装置。

【発明の詳細な説明】

【０００１】

【発明の属する技術分野】 本発明は、電圧安定化装置、さらには過電流保護機能を備えたスイッチング制御方式の電圧安定化装置いわゆるスイッチングレギュレータに適用して有効な技術に関するものであって、たとえば定電圧電源装置に利用して有効な技術に関するものである。

【０００２】

【従来の技術】 電子機器用の定電圧電源装置や電源電圧変換装置（ＤＣ－ＤＣコンバータ）などを構成する電圧安定化装置（レギュレータ）では、通常、その電圧安定化装置内のパワー素子およびその装置からの電源電圧供給を受ける外部の機器や回路を保護するために、負荷の状態などに応じて変化する出力電流を一定以下に制限する過電流保護回路が設けられている（たとえば、ＣＱ出版社刊行「トランジスタ技術 １９９８年１月号」３００、３０１ページ参照）。

【０００３】 スwitching制御方式の定電圧電源装置あるいはＤＣ－ＤＣコンバータでは、トランスの一次側電流をスイッチング制御することにより、その二次側から得られる出力電圧の安定化制御を行わせるが、このような電圧安定化装置では、上記一次側電流を一定以下に制限する過電流保護も行われる。これにより、トランスの一次側電流を制御するパワー素子および二次側に接続された負荷をそれぞれ過電流から保護することができる。

【０００４】

【発明が解決しようとする課題】 しかしながら、上述した技術には、次のような問題のあることが本発明者らによってあきらかとされた。

【０００５】 すなわち、トランスの一次側電流を制限することによって二次側電流を制限する過電流保護では、そのトランスの一次側電圧が大きく変化した場合に、一次側電流は一定以下に制限できても、二次側電流は一定以下に制限することができなくなることがある。なぜならば、トランスの二次巻線に発生する電力は一次巻線に供給される電力に比例する。したがって、一次巻線の電流を一定に制限しても、二次巻線から取り出し得る電流は一次巻線の印加電圧に比例して増大する。

【０００６】 このため、トランスの一次電流制限による二次側過電流保護は、そのトランスの一次巻線に印加される入力電圧が一定であるということが前提となる。トランスの一次側電圧が変化する場合、一次側電流を一定以下に制限しても、二次側での制限電流は一次側電圧に応じて増減してしまうからである。

【０００７】 定電圧電源装置などにおいては、一次側電流を制御するパワー素子の保護対策だけではなく、二次側電流が供給される負荷（機器）の安全対策も考慮する必要がある。たとえば負荷側にて短絡や誤接続等の障害が生じた場合でも、その負荷への供給電流が一定以下に制限されていれば、その障害による負荷側の被害を最小限に抑えることができる。いわゆるフェイルセーフを行うことができる。

【０００８】 しかし、上述した電圧安定化装置では、トランスの一次電圧に応じて二次側での電流制限値が増大してしまい、このことが安全対策（フェイルセーフ）をはかる上で大きな支障となっていた。

【０００９】 本発明の目的は、トランスの一次側電流を制御することにより、その二次側から得られる出力電圧

の安定化制御を行わせる電圧安定化装置にあって、二次側から取り出し得る電流の制限値を一次側電圧の高低に関わらずに一定に保てるようにする、という技術を提供することにある。

【0010】本発明の前記ならびにそのほかの目的と特徴は、本明細書の記述および添付図面からあきらかになるであろう。

【0011】

【課題を解決するための手段】本願において開示される発明のうち、代表的なものの概要を簡単に説明すれば、下記のとおりである。

【0012】すなわち、トランスの一次側電流を制御することにより、その二次側から得られる出力電圧の安定化制御を行う電圧安定化装置であって、上記一次側電流が所定の上限值を超えないように制限する過電流保護を行わせるとともに、上記一次側電流の上限值をその一次側入力電圧にほぼ逆比例させる形で変化させる、というものである。

【0013】上述した手段によれば、トランスの一次側に印加される入力電圧が変化しても、その変化にほぼ逆比例する形で一次側電流の制限値が変化することにより、二次側に発生する電力の制限値をほぼ一定に保つことができる。

【0014】これにより、二次側から取り出し得る電流の制限値を一次側電圧の高低に関わらずに一定に保てるようにする、という目的が達成される。

【0015】

【発明の実施の形態】以下、本発明の好適な実施態様を図面を参照しながら説明する。

【0016】図1は本発明の技術が適用された電圧安定化装置の第1の実施態様を示す。

【0017】同図に示す適用例はスイッチング制御方式の定電圧電源回路であって、半導体集積回路化された主回路部1、ACコンセント61、全波整流器62、トランス63、直流出力回路7などにより構成され、AC100VまたはAC200Vの商用交流電源から一定電圧の直流電源を生成する。

【0018】同図において、ACコンセント61から取り込まれた交流入力電圧(AC100V/AC200V)は全波整流器62で直流電圧VBに整流される。この直流電圧VBはトランス63の一次巻線L1に印加される。

【0019】主回路部1は、トランス63の一次巻線L1に流れる電流(一次側電流)I_oをスイッチング制御することにより、その二次巻線L2側から取り出される電圧を安定化制御する。

【0020】直流出力回路7は、トランス63の二次巻線L2に発生する二次側電圧を整流および平滑して直流出力端子71、71に導出する。V_{dc}は、その出力端子71、71に取り出される直流安定化出力電圧、I_d

cはその出力端子71から負荷側へ流れる直流出力電流である。

【0021】ここで、主回路部1は、上記トランス63の一次側電流I_oをスイッチング制御するパワー素子としてのMOSトランジスタQ_m、このパワーMOSトランジスタQ_mをパルス信号でオン/オフ駆動するパルス駆動回路2、および上記一次側電流I_oを制限する過電流保護回路4など有する。この主回路部1の内部動作電源V_{cc}は、トランス63の補助二次巻線L21から取り出される二次電圧を整流器64およびコンデンサC21で整流および平滑することに生成される。

【0022】パルス駆動回路2はPWM(パルス幅変調)制御機能を有し、パワーMOSトランジスタQ_mを一定周期でオン/オフ駆動するとともに、そのオン/オフ時間比(デューティ)を変変することにより、直流出力電圧V_{dc}の安定化制御を行う。この安定化制御は、直流出力回路7の直流出力電圧V_{dc}をフォトルバ21を介して誤差検出回路22に導き、この誤差検出回路22にて所定の目標設定電圧V_{st}に対する誤差を検出および増幅して上記パルス駆動回路2にフィードバックさせることにより行われる。パルス駆動回路2は、上記誤差検出回路22にて検出される誤差を最小とするような方向でパワーMOSトランジスタQ_mのオン/オフ時間比を変変制御する。

【0023】過電流保護回路4は、パワーMOSトランジスタQ_mが通電する一次側電流I_oをシャント抵抗R_sで電圧に変換して検出する電流検出回路41と、比較基準電圧V_xを可変生成する可変電圧生成回路51と、上記電圧変換検出電圧V_{cs}が上記比較基準電圧V_xを越えたか否かを検出する電圧比較回路42と、この電圧比較回路42の検出力によって上記パワーMOSトランジスタQ_mを強制的にオフ設定する出力制限回路43により形成される。

【0024】可変電圧生成回路51は、上記トランス63の一次側入力電圧VBから分圧抵抗R1、R2を介して与えられる電圧k・VB(kはR1、R2による分圧比)にほぼ反比例して変化する電圧(V_x)を生成するように構成された回路であって、この回路51にて可変生成される電圧が上記比較回路42に比較基準電圧V_xとして与えられる。

【0025】入力電圧k・VBに反比例する電圧V_xはアナログ除算回路を使って生成することができるが、図2に示すように、たとえばトランジスタ増幅回路の非リニア特性(非直線性)を利用して近似的に生成することもできる。

【0026】図2は上記可変電圧生成回路51の構成例およびその特性を示す。

【0027】同図の(A)に示す可変電圧生成回路51は、MOSトランジスタQ_{n1}、抵抗R3~R6、演算増幅器511により構成されている。

【0028】MOSトランジスタ Q_{n1} と抵抗 R_3 、 R_4 はソース接地型の電圧増幅回路を形成し、抵抗 R_1 、 R_2 で分圧された入力電圧 $k \cdot V_B$ を反転増幅する。この反転増幅出力が抵抗 R_5 、 R_6 で利得調整された後、演算増幅器511でバッファ増幅されて出力され、このバッファ出力電圧が上記比較基準電圧 V_x として使用される。

【0029】ここで、オーディオアンプなどに使用される一般用途のソース接地型電圧増幅回路では、入力電圧に対する出力電圧の変化率すなわち電圧増幅率がどの動作点（バイアス点）でも一定となる完全なリニア特性（直線性）が理想とされているが、現実には得られる特性はその理想ととかなり異なり、動作点によって電圧増幅率が大きく変化する非リニア特性を呈する。

【0030】同図（A）の回路では、その非リニア特性を積極的に利用することにより、同図の（B）に示すように、入力電圧 $k \cdot V_B$ にほぼ反比例する電圧 V_x を近似的に生成するようにしている。

【0031】次に、動作について説明する。

【0032】図1および図2において、直流出力回路7の電圧出力端子71、71から取り出すことができる電流 I_{dc} は、トランス63の一次側電流 I_o の上限値により制限される。この上限値は上記比較基準電圧 V_x により設定される。そして、この比較基準電圧 V_x は、トランス63の一次側入力電圧 V_B に対してほぼ反比例して変化させられる。たとえば、トランス63の一次側入力電圧 V_B が2倍に上昇したときは上記比較基準電圧 V_x が $1/2$ に低減し、反対に、 V_B が $1/2$ に低減したときは V_x が2倍に上昇する。

【0033】これにより、トランス63の一次側に印加される入力電圧 V_B が変化しても、その変化にほぼ逆比例する形で一次側電流 I_o の制限値が変化して、二次側に発生する電力の制限値がほぼ一定に保たれるようになる。したがって、その二次側から直流出力回路7を介して得られる直流出力電圧 V_{dc} を一定の目標値に安定化制御しつつ、直流出力端子71、71から取り出し得る電流の制限値すなわち保護設定電流値を、一次側電圧 V_B の高低に関わらずに一定に保つことができる。

【0034】図3は本発明の技術が適用された電圧安定化装置の第2の実施態様を示す。同図に示す適用例はスイッチング制御方式の定電圧電源装置であって、その基本的な構成は図1に示したものとほぼ同様であるが、パワーMOSトランジスタ Q_m をパルス信号 P_g でオン／オフ駆動するパルス駆動回路2とトランス63の一次側電流 I_o を制限する過電流保護回路4とが一体化されている。つまり、直流出力電圧 V_{dc} を一定の目標電圧（ V_{st} ）に安定化制御する動作と一次側電流 I_o の上限値を制限する動作を共に、パワーMOSトランジスタ Q_m のオン／オフ時間比（デューティ）の可変制御によって行わせるようにしている。

【0035】同図において、1は半導体集積回路化された主回路部、11は主回路部1に供給される動作電源電圧 V_{cc} から主回路部1内の基準電圧 V_{ref} を生成する基準電圧生成回路、12は上記動作電源電圧 V_{cc} が主回路部1の最低動作電圧以下になったときに主回路部1の動作を強制停止させる低電圧検出回路である。

【0036】主回路部1において、201は一定周期のパルス信号（クロック信号） P_s を生成するパルス発振回路、202は直流出力電圧 V_{dc} と目標電圧（ V_{st} ）間の誤差を検出する誤差検出アンプ、203は電圧比較回路、204はRS（セット・リセット）型フリップフロップ、205はバッファアンプ、41はパワーMOSトランジスタ Q_m が通電する一次側電流 I_o を電圧に変換して検出する電流検出回路、52は可変電圧クランプ回路である。

【0037】誤差検出アンプ202は、直流出力回路7からフォトカプラ21を介してフィードバックされてくる直流出力電圧 V_{dc} と所定の目標設定電圧 V_{st} との誤差を検出および増幅する。この検出出力電圧は、抵抗 R_7 、 R_8 による分圧回路を経て電圧比較回路203に比較基準電圧 V_e として入力される。

【0038】電圧比較回路203は、電流検出回路41からの電流変換検出電圧 V_{cs} が上記比較基準電圧 V_e を越えたか否かを検出し、この検出出力 P_r でRSフリップフロップ204をリセットする。

【0039】RSフリップフロップ204は、一定周期のパルス信号 P_s によって周期的にセット（S）されるとともに、上記電圧比較回路203の検出出力 P_r によってリセット（R）される。このRSフリップフロップ204のセット出力（Q）はバッファアンプ205を介してパワーMOSトランジスタ Q_m のゲートに印加される。

【0040】可変電圧クランプ回路52は、電圧比較回路203に入力される比較基準電圧 V_e の上限値を所定電圧 V_x にクランプ（制限）するとともに、そのクランプ電圧 V_x をトランス63の一次側入力電圧 V_B にほぼ反比例して変化させる。

【0041】図4は上記電圧クランプ回路52の構成例およびその特性を示す。

【0042】同図の（A）に示す電圧クランプ回路52は、図2に示した可変電圧生成回路51と同様、ソース接地型増幅回路の非リニア特性を利用して反比例特性曲線を近似的に実現させるようにしたものであって、MOSトランジスタ Q_{n1} 、抵抗 $R_3 \sim R_6$ 、演算増幅器521、および電流吸収用のMOSトランジスタ Q_{n2} により構成され、同図の（B）に示すような可変特性を実現している。

【0043】図5は、図3および図4に示した回路の要部における動作波形チャートを示す。まず、同図の

（A）は、直流出力電圧 V_{dc} を所定の目標電圧（ V_{st} ）

t)に安定化制御するスイッチングレギュレータ動作を示す。

【0044】図5(A)において、パワーMOSトランジスタ Q_m は、RSフリップフロップ204のセット／リセットにより生成されるパルス信号 P_g によりオン／オフ駆動されて一次側電流 I_o をスイッチング制御する。RSフリップフロップ204は、一定周期のパルス信号 P_s により周期的にセットされるが、パワーMOSトランジスタ Q_m により通電される一次側電流 I_o の検出電圧 V_{cs} が比較基準電圧 V_e に達するごとにリセットされる。

【0045】この比較基準電圧 V_e は、上述したように、直流出力電圧 V_{dc} と目標電圧(V_{st})間の誤差に基づいて生成される電圧であって、直流出力電圧 V_{dc} が目標電圧(V_{st})より低い場合は低下し、反対の場合は上昇する。これにより、比較基準電圧 V_e は直流出力電圧 V_{dc} と目標電圧(V_{st})間の誤差が最小となるような値にフィードバック制御され、これにともなう、RSフリップフロップ204のセット／リセット時間比すなわちパワーMOSトランジスタ Q_m のオン／オフ時間比も上記誤差が最小となるようにフィードバック制御される。つまり、直流出力電圧 V_{dc} が所定の目標電圧(V_{st})となるようにパワーMOSトランジスタ Q_m のオン／オフ時間比がフィードバック(負帰還)制御される。

【0046】上記比較基準電圧 V_e は、直流出力電圧 V_{dc} を所定の目標電圧(V_{st})に維持するフィードバック動作により、負荷の状態に応じて増減するが、その上限値は、同図の(B)に示すように、可変電圧クランプ回路52のクランプ電圧 V_x に制限される。これにより、一次側電流 I_o のピーク値はそのクランプ電圧 V_x により定められる上限値以下に制限される。このようにして一次側電流 I_o の上限値が制限されることにより、一定以上の直流出力電流 I_{dc} が流れるのを阻止する過電流保護が行われる。

【0047】さらに、トランス63の一次側入力電圧 V_B が上昇すると、同図の(C)に示すように、その一次側入力電圧 V_B の上昇に反比例する形で上記クランプ電圧 V_e が低下することにより、一次側電流 I_o の上限値は一次側入力電圧 V_B に反比例して低減される。これにより、一次側入力電圧 V_B の変化に関わらず、直流出力電流 I_{dc} の制限値を一定に保つことができる。

【0048】以上のように、本願発明では、トランス(63)の一次側電流(I_o)を制御することにより、その二次側から得られる出力電圧(V_{dc})の安定化制御を行う電圧安定化装置であって、上記一次側電流(I_o)が所定の上限値を超えないように制限する過電流保護を行わせるとともに、上記一次側電流(I_o)の上限値をその一次側入力電圧(V_B)にほぼ逆比例させる形で変化させる可変設定回路(51, 52)を備えたこと

により、出力電流(I_{dc})の制限値を一次側電圧(V_B)の高低に関わらずに一定に保つことができる。

【0049】また、トランス(63)の一次側電流(I_o)をスイッチング制御するパワー素子(Q_m)のオン／オフ時間比を可変することにより、その二次側から整流回路を介して得られる直流出力電圧(V_{dc})の安定化制御を行うスイッチング制御方式の電圧安定化装置であっては、上記一次側電流(I_o)のピーク値が所定の上限値を超えないように制限する過電流保護を行わせるとともに、上記一次側電流(I_o)の上限値をその一次側入力電圧(V_B)にほぼ反比例させる形で変化させる可変設定回路(51, 52)を備えたことにより、一次側電流(I_o)のスイッチング制御による直流出力電圧(V_{dc})の安定化動作とともに、直流出力電流(I_{dc})の制限値を一次側電圧(V_B)の高低に関わらずに一定に保つ過電流保護動作を行わせることができる。

【0050】トランス(63)の一次側電流(I_o)をスイッチング制御するパワー素子(Q_m)の通電電流(I_o)を電圧(V_{cs})に変換して検出する電流検出回路(41)と、この検出回路(41)の電流変換検出電圧(V_{cs})が基準電圧(V_x)を超えたか否かを検出する比較回路(42)と、この比較回路(42)が上記基準電圧(V_x)以上の電圧を検出したときに上記パワー素子(Q_m)を強制的にオフ状態に設定する出力制限回路(43)と、上記トランス(63)の一次側入力電圧(V_B)にほぼ反比例する形で変化する電圧を生成して上記比較回路(42)に基準電圧(V_x)として与える可変電圧生成回路(51)とを備えたことにより、上記パワー素子(Q_m)が強制的にオフ状態に設定されるとききの直流出力電流(I_{dc})を一次側電圧(V_B)の高低に関わらずに一定に保つことができる。

【0051】トランス(63)の一次側電流(I_o)をスイッチング制御するパワー素子(Q_m)の通電電流(I_o)を電圧に変換して検出する電流検出回路(41)と、この検出回路の電流変換検出電圧(V_{cs})を基準電圧(V_e)と比較する比較回路(203)と、この比較回路(203)の比較出力(P_r)に基づいて上記パワー素子(Q_m)のオン／オフ時間比を負帰還制御するスイッチング制御手段(2)と、上記トランス(63)の二次側から得られる出力電圧(V_{dc})が所定の目標値となるように上記比較回路(203)の基準電圧(V_e)を可変制御する出力フィードバック手段(21, 202)と、この出力フィードバック手段(21, 202)により可変制御される基準電圧(V_e)の上限(V_x)を上記トランス(63)の一次側入力電圧(V_B)にほぼ反比例する形で変化させる可変電圧クランプ手段(52)とを備えたことにより、直流出力電圧(V_{dc})を一定の目標電圧(V_{st})に安定化制御する動作と一次側電流(I_o)の上限値を制限する動作を共に、パワーMOSトランジスタ Q_m のオン／オフ時間比

(デューティ)の可変制御によって行わせることができるとともに、その過電流保護による直流出力電流(I_{dc})の制限値を一次側電圧(V_B)の高低に関わらずに一定に保つことができる。

【0052】以上、本発明者によってなされた発明を実施態様にもとづき具体的に説明したが、本発明は上記実施態様に限定されるものではなく、その要旨を逸脱しない範囲で種々変更可能であることはいうまでもない。例えば、パワー素子としてバイポーラトランジスタを使用する構成も可能である。

【0053】以上の説明では主として、本発明者によってなされた発明をその背景となった利用分野である定電圧電源装置に適用した場合について説明したが、それに限定されるものではなく、例えばモータやヒータなどを定電圧駆動するパワー回路にも適用できる。

【0054】

【発明の効果】本願において開示される発明のうち代表的なものによって得られる効果を簡単に説明すれば下記のとおりである。

【0055】すなわち、トランスの一次側電流を制御することにより、その二次側から得られる出力電圧の安定化制御を行わせる電圧安定化装置にあって、二次側から取り出し得る電流の制限値を一次側電圧の高低に関わらずに一定に保てるようにすることができる、という効果が得られる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の技術が適用された電圧安定化装置の第1の実施態様を示す回路図

【図2】図1の装置で使用される可変電圧生成回路の構成例およびその特性を示す回路図

【図3】本発明の技術が適用された電圧安定化装置の第

2の実施態様を示す回路図

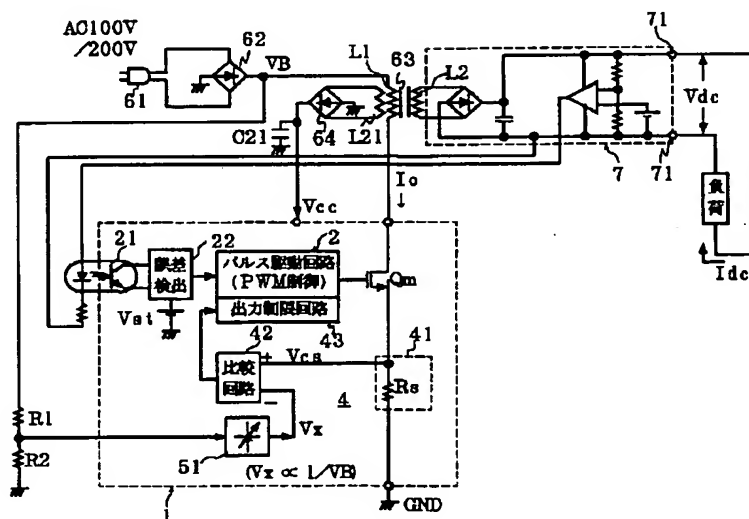
【図4】図3の装置で使用される電圧クランプ回路の構成例およびその特性を示す回路図

【図5】図3に示した回路の要部における動作波形チャート

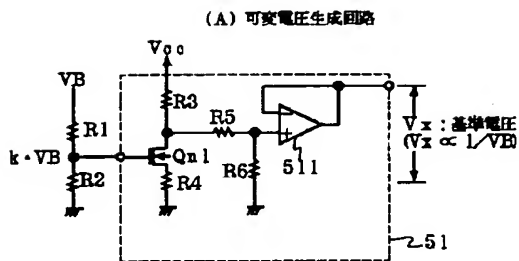
【符号の説明】

- 1 半導体集積回路化された主回路部
- 11 基準電圧生成回路
- 12 低電圧検出回路
- 2 パルス駆動回路
- 201 パルス発振回路
- 202 誤差検出アンプ
- 203 電圧比較回路
- 204 RS(セット・リセット)型フリップフロップ
- 205 バッファアンプ
- 4 過電流保護回路
- 41 電流検出回路
- 52 可変電圧クランプ回路
- 61 ACコンセント
- 62 全波整流器
- 63 トランス
- 64 整流器
- 7 直流出力回路
- 71 直流出力端子
- V_B 一次側入力電圧
- I_o 一次側電流
- Q_m パワーMOSトランジスタ
- V_{dc} 直流安定化出力電圧
- I_{dc} 直流出力電流
- V_e 比較基準電圧(誤差検出電圧)
- V_{cc} 主回路部1の動作電源電圧

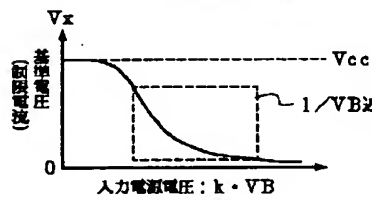
【図1】



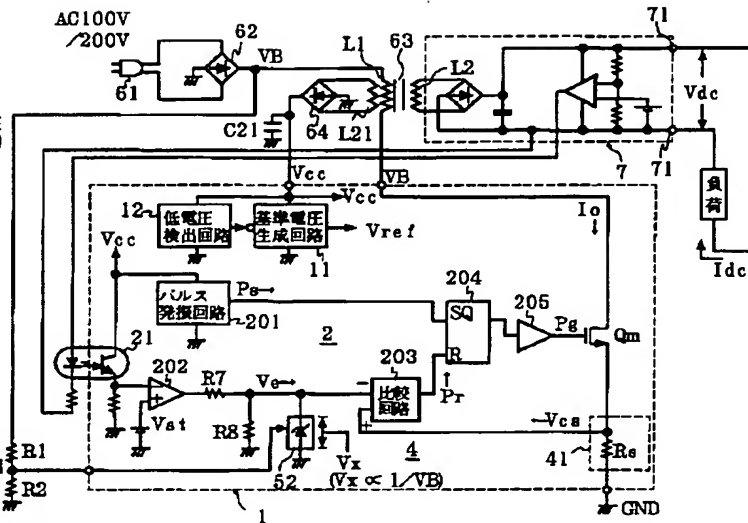
【図2】



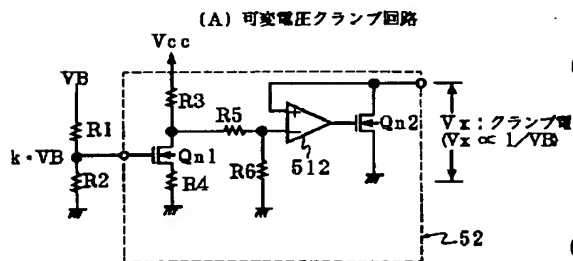
(B) 可変電圧生成特性



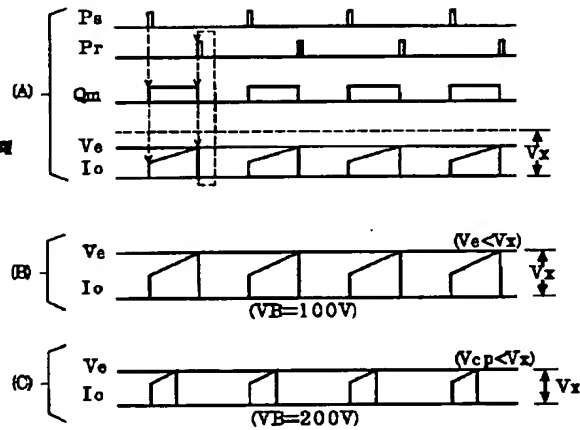
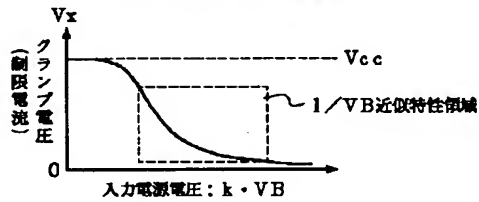
【図3】



【図5】



(B) クランプ電圧可変特性



フロントページの続き

(51) Int. Cl. 6

H02M 3/335

識別記号

F I

H02M 3/335

B

BEST AVAILABLE COPY